

УДК 621.319

© 1990 г.

*А. Л. Калужный, Л. Г. Красный***КОМПЕНСАЦИЯ АНИЗОТРОПНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ПОМЕХ**

Предложен квазиоптимальный метод компенсации анизотропных акустических помех произвольного вида. На основе численных расчетов проиллюстрирована возможность эффективной компенсации шумов ветрового волнения поверхности моря.

Одной из актуальных проблем современной теории пространственно-временной обработки акустических сигналов является разработка эффективных методов подавления анизотропных помех, т. е. методов существенного уменьшения их мощности на выходе приемных акустических антенн. Данный класс помех включает в себя как помехи от локальных источников (локальные помехи), которые обычно имеют искусственное происхождение, так и помехи естественного происхождения, возбужденные распределенными источниками звука, анизотропия которых обусловлена особенностями физического механизма генерации и распространения помехи в среде [1]. Если в отношении методов подавления локальных помех можно говорить об определенных теоретических и практических достижениях [2, 3], то вопросы подавления помех распределенных источников разработаны еще в недостаточной мере. В то же время резервы для повышения эффективности обработки акустических сигналов на фоне такого вида помех весьма значительны. Так, оптимизация пространственной обработки с учетом анизотропии шумов моря обеспечивает выигрыши в отношении сигнал/помеха на выходе антенны до 10—15 дБ [4]. Однако на пути практической реализации указанных выигрышей возникают значительные трудности.

Во-первых, строгая оптимизация обработки требует, как известно [5], полной априорной информации о вероятностных характеристиках помех, которая обычно неизвестна в силу нестационарности и неоднородности гидролого-акустических условий. Во-вторых, даже при наличии сведений о свойствах помех остаются значительные трудности технического характера. Последний недостаток в полной мере относится и к некоторым алгоритмам адаптивной пространственной обработки, в частности к так называемому алгоритму Фроста [2].

В связи с этим целесообразно исследовать возможность использования для подавления анизотропных акустических помех более простых квазиоптимальных алгоритмов, в которых техническая реализуемость сочеталась бы с достаточно высокой помехоустойчивостью. Один из таких алгоритмов — компенсационный, разработанный ранее [3] для подавления локальной помехи в виде плоской волны. В соответствии с этим алгоритмом, пространственная обработка сводится к вычитанию выходных напряжений двух пространственных каналов — сигнального, диаграмма направленности которого ориентирована в направлении прихода сигнала, и компенсационного (опорного), ориентированного на источник локальной помехи. В спектральной форме записи компенсационный алгоритм имеет вид

$$U(\omega) = U_0(\omega) - W(\omega) U_1(\omega), \quad (1)$$

где $U(\omega)$ — спектр напряжения на выходе компенсатора,

$$U_{1i}(\omega) = \int_V U(\omega, \mathbf{r}) L_{1i}(\omega, \mathbf{r}) d\mathbf{r}$$

— спектры напряжений на выходах сигнального ($k = 0$) и опорного ($k = 1$) каналов, $L_k(\omega, \mathbf{r})$ — амплитудно-фазовое распределение в k -м пространственном канале, $U(\omega, \mathbf{r})$ — спектр поля на апертуре приемной антенны, V — область пространства, занятая антенной, $W(\omega)$ — комплексный весовой коэффициент компенсатора на частоте ω , который при наличии полной априорной информации о характеристиках помехи находится [3] из выражения

$$W(\omega) = G_{01}(\omega)/G_{11}(\omega), \quad (2)$$

где $G_{km}(\omega) = E\{U_k(\omega)U_m^*(\omega)\}$ — взаимная спектральная плотность напряжений k -го и m -го каналов ($k, m = 0, 1$), $E\{\cdot\}$ — символ статистического усреднения по ансамблю входных реализаций.

Алгоритм (1), как известно, [2, 3], обеспечивает полное подавление одной локальной помехи, т. е. снижение ее мощности на выходе антенны до нулевого уровня. Проанализируем условия, при которых с помощью алгоритма (1) возможна компенсация анизотропных помех произвольного вида. Для этого запишем спектральную плотность мощности $G(\omega)$ напряжения на выходе компенсатора (1) при воздействии на его входе суперпозиции поля помехи и поля сигнала в виде плоской волны, приходящей из направления α_0 . В спектральной области указанная модель наблюдения может быть представлена в виде

$$U(\omega, \mathbf{r}) = U_N(\omega, \mathbf{r}) + S(\omega)e^{j\frac{\omega}{c}\alpha_0\mathbf{r}}, \quad (3)$$

где $U_N(\omega, \mathbf{r})$ — спектр поля помехи, $S(\omega)$ — спектр сигнала. Из выражений (1), (2) следует, что

$$G(\omega) = E\{|U(\omega)|^2\} = G_{00}(\omega) - |G_{01}(\omega)|^2/G_{11}(\omega). \quad (4)$$

В силу принятой модели (3) поля на апертуре антенны

$$G_{km}(\omega) = g_N(\omega) \iint_V R(\omega; \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2) L_k(\omega, \mathbf{r}_1) L_m^*(\omega, \mathbf{r}_2) d\mathbf{r}_1 d\mathbf{r}_2 + g_S(\omega) D_k(\omega, \alpha_0) D_m^*(\omega, \alpha_0), \quad (5)$$

где $g_N(\omega)$ и $g_S(\omega)$ — соответственно спектральные плотности мощности помехи и сигнала на одном элементе антенны,

$$D_k(\omega, \alpha) = \int_V L_k(\omega, \mathbf{r}) e^{j\frac{\omega}{c}\alpha\mathbf{r}} d\mathbf{r}$$

— диаграмма направленности k -го канала ($k = 0, 1$), $R(\omega; \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2)$ — коэффициент пространственной корреляции помехи на частоте ω .

Предположим, что область наблюдения V находится в дальней зоне источников помехи. Тогда коэффициент пространственной корреляции помехи может быть представлен в виде [1]

$$R(\omega; \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2) = \int C(\omega, \alpha) e^{j\frac{\omega}{c}\alpha(\mathbf{r}_1 - \mathbf{r}_2)} d\alpha, \quad (6)$$

где $C(\omega, \alpha)$ — нормированный угловой спектр помехи.

С учетом представления (6) вместо (5) получаем

$$G_{km}(\omega) = g_N(\omega) \int C(\omega, \alpha) D_k(\omega, \alpha) D_m^*(\omega, \alpha) d\alpha + g_S(\omega) D_k(\omega, \alpha_0) D_m^*(\omega, \alpha_0). \quad (7)$$

Обычно опорный канал в компенсаторе (1) стремятся организовать таким образом, чтобы уровень сигнала в нем был существенно ниже, чем в сигнальном канале, так как в противном случае кроме подавления помехи будет происходить и подавление сигнала [3]. В связи с указанным обстоятельством предположим, что в направлении α_0 прихода сигнала диаграмма направленности опорного канала имеет «прокол», т. е.

$$D_1(\omega, \alpha_0) = 0. \quad (8)$$

С учетом данного условия из выражений (4) и (7) находим спектральную плотность мощности напряжения на выходе компенсатора: $G(\omega) = G_N(\omega) + G_S(\omega)$, где $G_N(\omega)$ и $G_S(\omega)$ — соответственно спектральные плотности мощности помехи и сигнала на выходе компенсатора, причем

$$G_S(\omega) = g_S(\omega) |D_0(\omega, \alpha_0)|^2, \quad (9)$$

$$G_N(\omega) = g_N(\omega) \left\{ \int C(\omega, \alpha) |D_0(\omega, \alpha)|^2 d\alpha - \frac{\left| \int C(\omega, \alpha) D_0(\omega, \alpha) D_1^*(\omega, \alpha) d\alpha \right|^2}{\int C(\omega, \alpha) |D_1(\omega, \alpha)|^2 d\alpha} \right\}. \quad (10)$$

Преобразуем выражение (10) к следующему виду:

$$G_N(\omega) = g_N(\omega) \left\{ \int C(\omega, \alpha) |D_1(\omega, \alpha)|^2 d\alpha \right\}^{-1} \left\{ \iint C(\omega, \alpha_1) C(\omega, \alpha_2) D_0(\omega, \alpha_1) D_1^*(\omega, \alpha_2) - D_0^*(\omega, \alpha_2) D_1^*(\omega, \alpha_1) d\alpha_1 d\alpha_2 \right\}. \quad (11)$$

Из выражения (11) следует, что компенсация помехи тем эффективнее, чем ближе опорная диаграмма $D_1(\omega, \alpha)$ к сигнальной диаграмме $D_0(\omega, \alpha)$. Наилучшее подавление будет, очевидно, в том случае, когда опорная диаграмма совпадает по форме с сигнальной, т. е.

$$D_1(\omega, \alpha) = aD_0(\omega, \alpha), \quad (12)$$

где a — произвольный коэффициент пропорциональности. При этом данное равенство не должно противоречить условию (8), т. е. оно должно выполняться для всех направлений, за исключением некоторой области, примыкающей к направлению α_0 .

Таким образом, алгоритм компенсации (1) может в принципе обеспечить подавление анизотропных помех произвольного вида при сохранении мощности полезного сигнала, если диаграмма направленности опорного канала удовлетворяет условиям (8) и (12). Обсудим возможности формирования опорной диаграммы направленности с требуемыми свойствами.

Прямой путь решения этой задачи — формальный синтез соответствующего амплитудно-фазового распределения $L_1(\omega, \mathbf{r})$. Однако можно показать, что данный подход приводит к необходимости вычисления оптимального амплитудно-фазового распределения и фактически связан с теми же трудностями, которые возникают при строгой оптимизации пространственной обработки и от которых мы пытались уйти, рассматривая алгоритм компенсации (1). Поэтому, с нашей точки зрения, более предпочтителен другой путь — «конструирование» подходящего амплитудно-фазового распределения $L_1(\omega, \mathbf{r})$ на эвристической основе. При этом условия (8) и (12) могут выполняться лишь в общих чертах. Тем не менее, как показано ниже, даже при весьма приблизительном соответствии диаграммы $D_1(\omega, \alpha)$ заданным требованиям обеспечиваются значительные выигрыши помехоустойчивости.

В данной работе предлагается простой способ формирования диаграммы направленности опорного канала с требуемыми свойствами применительно к антеннам линейной геометрии. Пусть линейная антенна ориентирована вдоль вертикальной оси. Предположим, что в сигнальном канале реализовано наиболее простое с технической точки зрения амплитудно-фазовое распределение

$$L_0(\omega, \mathbf{r}) \equiv L_0(\omega, z) = \frac{1}{h} \exp\left(-j \frac{\omega}{c} z \cos \theta_0\right), \quad (13)$$

где θ_0 — угол между ожидаемым направлением прихода сигнала и положительным направлением вертикальной оси, $z \in [0, h]$, h — длина антенны.

Распределению (13) соответствует диаграмма направленности

$$D_0(\omega, \theta) = \frac{\sin\left[\frac{\omega h}{2c}(\cos \theta - \cos \theta_0)\right]}{\frac{\omega h}{2c}(\cos \theta - \cos \theta_0)} \exp\left\{j \frac{\omega h}{2c}(\cos \theta - \cos \theta_0)\right\}. \quad (14)$$

В опорном канале диаграмму направленности предлагается формировать по следующему алгоритму:

$$U_1(\omega) = \frac{1}{2} [U(\omega, 0) - U(\omega, h) e^{-j \frac{\omega h}{c} \cos \theta_0}] e^{j \frac{\pi}{2}},$$

где $U(\omega, 0)$, $U(\omega, h)$ — значения поля по краям антенны.

Данному способу формирования опорного канала соответствует диаграмма направленности

$$D_1(\omega, \theta) = \frac{j}{2} \left\{ 1 - \exp \left[j \frac{\omega h}{c} (\cos \theta - \cos \theta_0) \right] \right\} = \\ = \sin \left[\frac{\omega h}{2c} (\cos \theta - \cos \theta_0) \right] \exp \left[j \frac{\omega h}{2c} (\cos \theta - \cos \theta_0) \right]. \quad (15)$$

В направлении $\theta = \theta_0$ на сигнал опорная диаграмма (15) имеет «прокол», так что условие (8) выполнено. Кроме того, диаграмма (15) имеет одинаковое с диаграммой (14) расположение боковых лепестков, фазировка которых в спектре углов $\theta \leq \theta_0$ также совпадает. Правда, строгого соответствия диаграмм (14) и (15) условию (12) нет: во-первых, отличаются относительные уровни боковых лепестков, во-вторых, в секторе углов $\theta > \theta_0$ знаки диаграмм (14) и (15) противоположны. Различие в относительных уровнях боковых лепестков, как показано ниже, существенного значения не имеет. Что же касается их расфазировки, то при условии, что уровень помех, приходящих в секторе углов $\theta < \theta_0$, существенно выше уровня помех, приходящих из направлений $\theta > \theta_0$, следует ожидать, что влияние этого фактора на качество компенсации также невелико.

Одной из моделей помех, удовлетворяющих указанному условию и, кроме того, имеющей важное прикладное значение, являются динамические шумы моря, возбуждаемые ветровым волнением его поверхности (поверхностный шум). Для иллюстрации возможности подавления такого вида помех предлагаемым способом рассмотрим численный пример. Предположим, что кроме анизотропной компоненты помехи на апертуру антенны воздействуют также изотропные шумы, порожденные, например, рассеянием звука. Тогда нормированный угловой спектр суммарной помехи имеет вид

$$C(\omega, \alpha) \equiv C(\omega; \theta, \varphi) = \frac{\beta}{4\pi} + \frac{1-\beta}{2\pi} C_a(\omega, \theta), \quad (16)$$

где θ, φ — углы, определяющие направление наблюдения в стандартной сферической системе координат, β — отношение мощностей изотропной и анизотропной компонент помехи, $C_a(\omega, \theta)$ — угловой спектр поверхностного шума, удовлетворяющий условию нормировки $\int_0^\pi C_a(\omega, \theta) \sin \theta d\theta = 1$.

Угловой спектр анизотропной компоненты помехи может быть вычислен согласно выражениям, полученным в [1]. Использованные в расчетах конкретные виды спектров $C_a(\omega, \theta)$ для двух типовых гидролого-акустических условий, характеризующихся наличием приповерхностного термического канала (рис. 1, а), а также для типового океанического глубоководного канала (рис. 2, а), приведены соответственно на рис. 1, б и 2, б.

Для принятой модели помех были выполнены расчеты коэффициента усиления $K(\omega)$ антенны, численно равного отношению сигнала/помеха на выходе антенны по сравнению с ее входом, т. е.

$$K(\omega) = \frac{G_S(\omega)}{G_N(\omega)} \left[\frac{g_S(\omega)}{g_N(\omega)} \right]^{-1}.$$

Входящие в это выражение спектральные плотности мощности сигнала и помехи на выходе компенсатора рассчитывались по формулам (9), (10).

Для сравнения по методике работы [4] были выполнены расчеты помехоустойчивости оптимальной пространственной обработки, амплитудно-

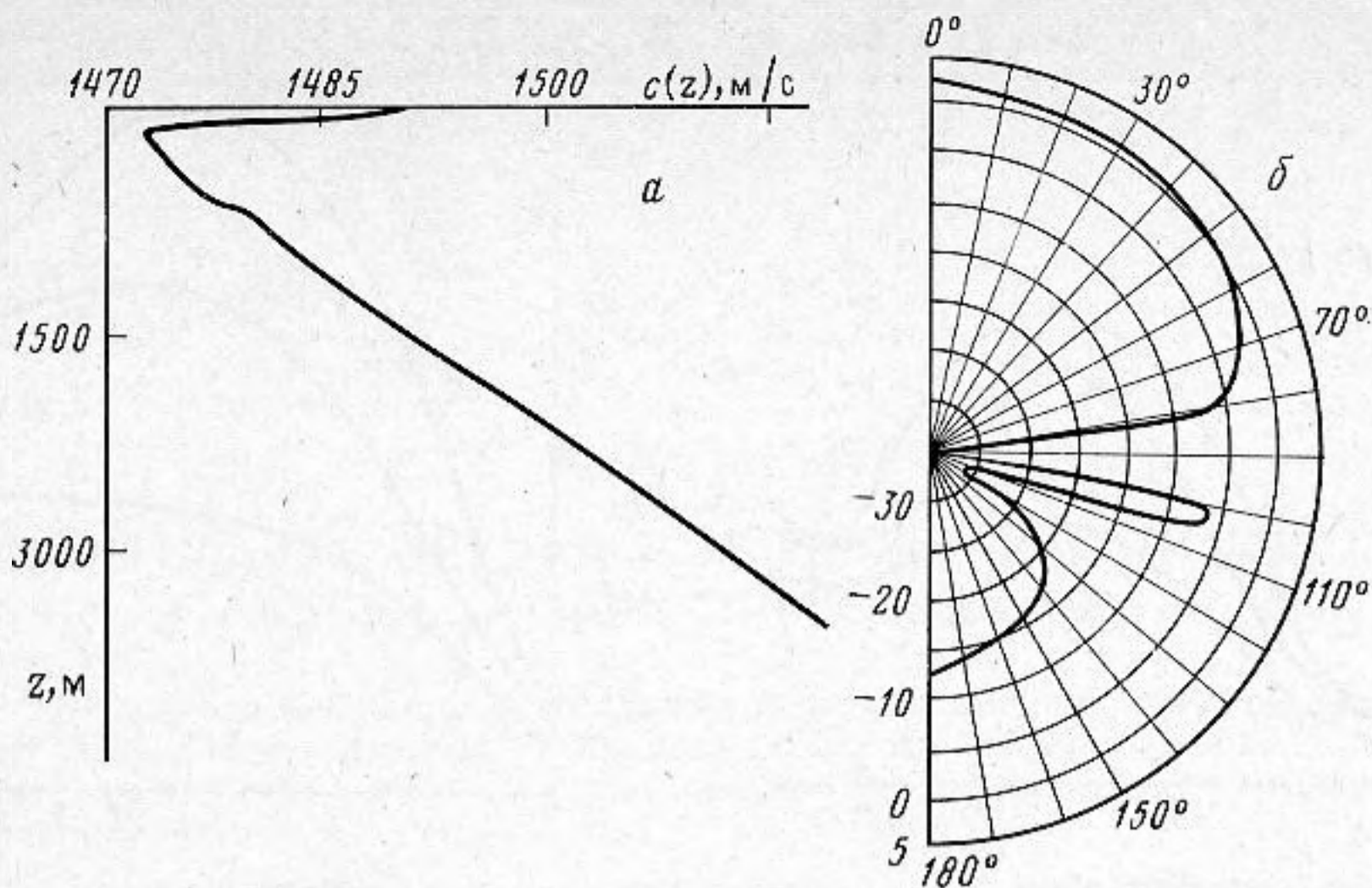


Рис. 1. Виды спектров. *a* — вертикальный разрез скорости звука для гидролого-акустических условий, характеризующихся наличием приповерхностного термического звукового канала; *б* — соответствующий угловой спектр поверхностного шума

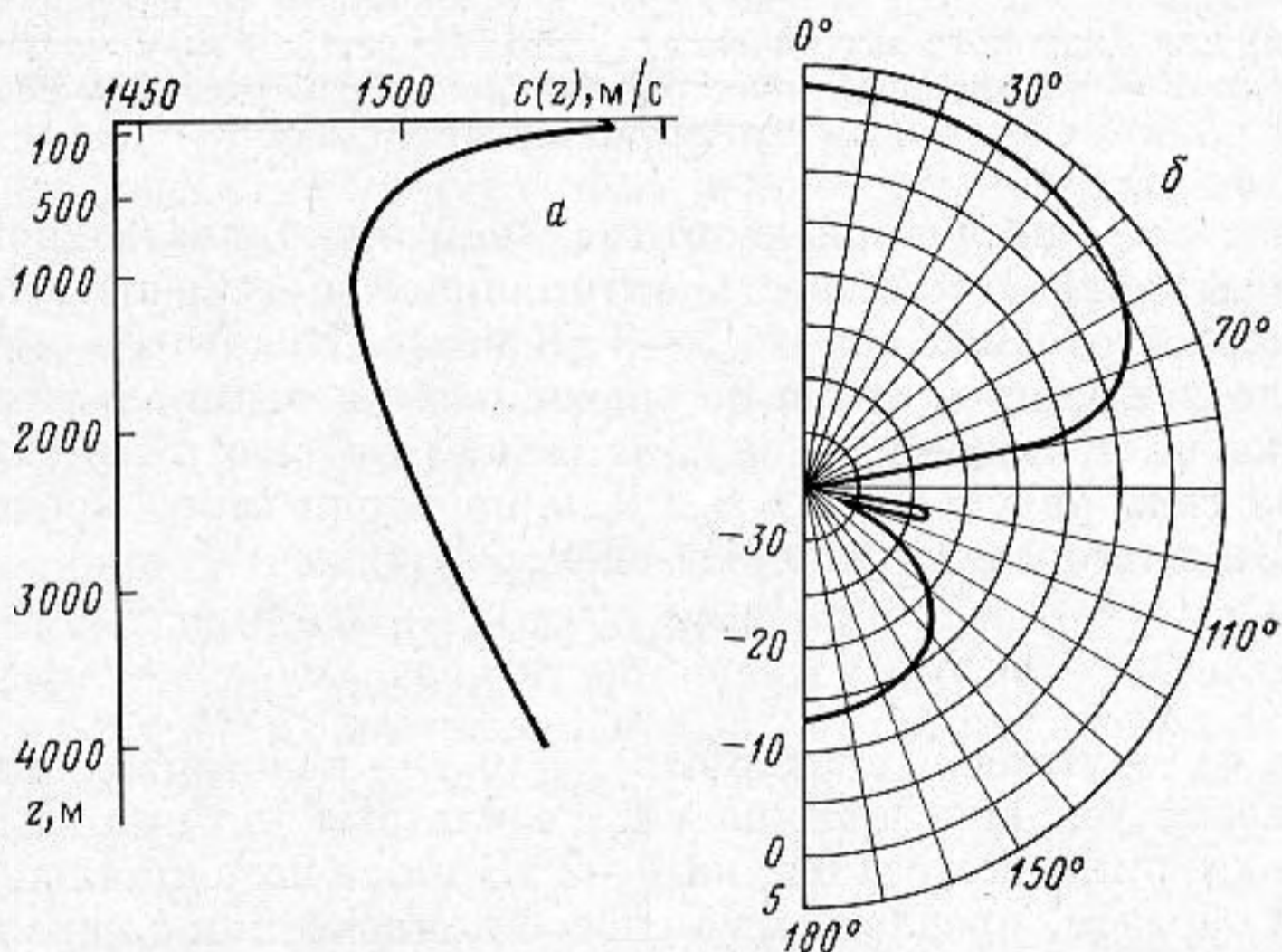


Рис. 2. Виды спектров. *a* — вертикальный разрез скорости звука для гидролого-акустических условий, характеризующихся наличием глубоководного звукового канала; *б* — соответствующий угловой спектр поверхностного шума

фазовое распределение $L_{opt}(\omega, \mathbf{r})$ которой находится из интегрального уравнения [3]

$$\int_V R(\omega; \mathbf{r}, \mathbf{r}_1) L_{opt}(\omega, \mathbf{r}_1) d\mathbf{r}_1 = e^{-j \frac{\omega}{c} \alpha_0 \mathbf{r}}.$$

Кроме того, вычислялся коэффициент усиления $K(\omega) = \left[\int C(\omega, \alpha) |D_0(\omega, \alpha)|^2 d\alpha \right]^{-1}$ антенны с неоптимальным амплитудно-фазовым распределением (13). При расчетах волновой размер антенны был принят равным $h = 5\lambda$, отношение интенсивностей изотропной и анизотропной компонент помехи $\beta = 10^{-4}$, направление приема сигнала θ_0 изменялось в секторе наиболее вероятных для рассматриваемых условий углов прихода лучей от 75 до 105° .

Результаты расчетов представлены на рис. 3 и 4. Из рассмотрения этих рисунков видно, что применение компенсационной обработки предлагаемого типа в рассматриваемых условиях приводит к значительному (до 10 дБ) улучшению помехоустойчивости вертикальной линейной антенны

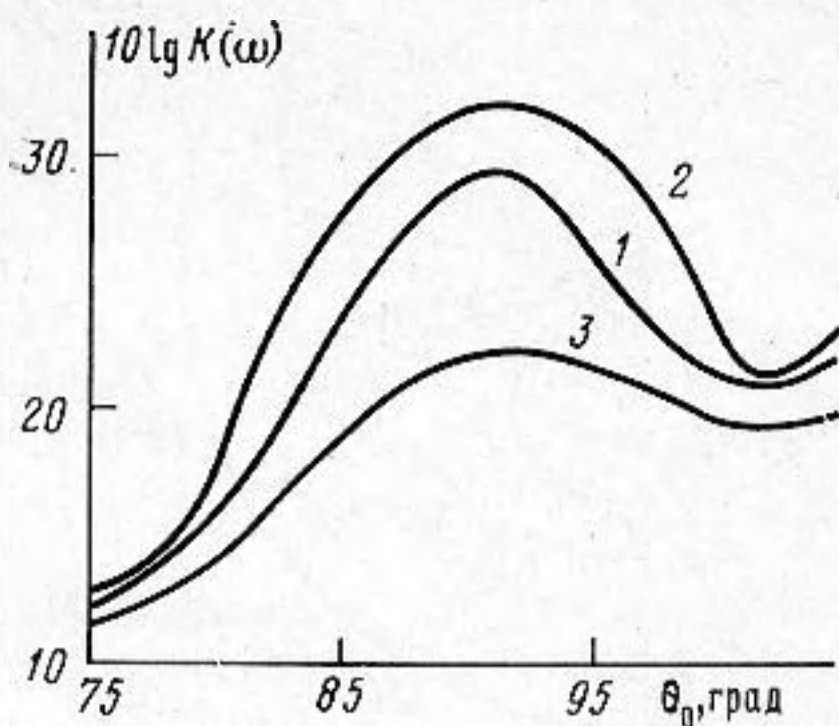


Рис. 3

Рис. 3. Коэффициент усиления антенны (дБ) в зависимости от направления приема сигнала (град) для гидролого-акустических условий рис. 1: 1 — компенсатор анизотропных помех, 2 — оптимальная пространственная обработка, 3 — неоптимальная пространственная обработка

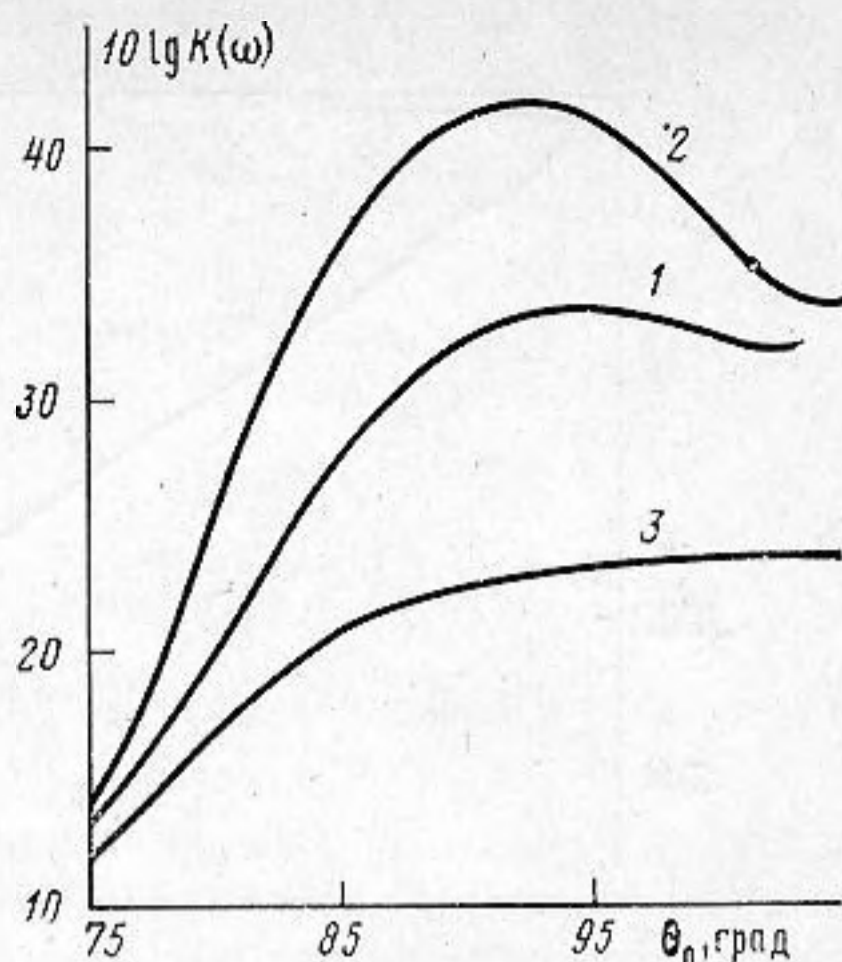


Рис. 4

Рис. 4. Коэффициент усиления антенны (дБ) в зависимости от направления приема сигнала (град) для гидролого-акустических условий рис. 2: 1 — компенсатор анизотропных помех, 2 — оптимальная пространственная обработка, 3 — неоптимальная пространственная обработка

по сравнению с традиционной неоптимальной пространственной обработкой. Правда, помехоустойчивость оптимальной пространственной обработки в этих же условиях еще на 5—8 дБ выше. Некоторое снижение помехоустойчивости компенсатора по сравнению с потенциальными возможностями объясняется, по-видимому, влиянием той части помехи, которая приходит из сектора углов $\theta > \theta_0$. Для проверки этого предположения расчеты были повторены с угловым спектром вида

$$C(\omega; \theta, \varphi) = \begin{cases} b(\theta_0) C(\omega; \theta, \varphi), & \theta < \theta_0, \\ 0, & \theta > \theta_0, \end{cases}$$

где $C(\omega; \theta, \varphi)$ — угловой спектр (16), $b(\theta_0)$ — константа, обеспечивающая выполнение условия нормировки. Результаты для компенсационного алгоритма оказались всего лишь на 1—2 дБ ниже потенциально достижимых. Таким образом, предлагаемый способ компенсации с использованием диаграмм направленности (14) и (15) тем эффективнее, чем больше контраст уровней помех между секторами направлений $\theta < \theta_0$ и $\theta > \theta_0$. Данное условие, в частности, выполняется для тех гидролого-акустических условий, которые характеризуются малым уровнем донных отражений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Акустика океана / Под ред. Бреховских Л. М. М.: Наука, 1974.
2. Монзинго Р. А., Миллер Т. У. Адаптивные антенные решетки: Пер. с англ. / Под ред. Лексаченко В. А. М.: Радио и связь, 1986.
3. Божок Ю. Д., Красный Л. Г. Компенсационные методы подавления локальных помех // Тр. IX Всесоюз. школы-семинара по статической гидроакустике. Новосибирск: Ин-т матем. СО АН СССР, 1978. С. 139—143.
4. Иванов В. Г., Красинский П. Я. Помехоустойчивость оптимальной пространственной обработки в условиях воздействия динамических шумов океана // Тез. IX Всесоюз. конф. по информационной акустике. М.: АКИН, 1987. С. 77—80.
5. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции: Пер. с англ. М.: Сов. радио, 1972. Т. 1.

Поступила в редакцию
09.08.88

A. Ya. Kaluzhnyi, L. G. Krasnyi QUASIOPTIMAL COMPENSATION OF ANISOTROPIC ACOUSTIC INTERFERENCES

The method of quasioptimal compensation of anisotropic acoustic interferences is presented. The capability of effective compensation of wind wave sea surface noises is illustrated by numerical calculations.